

METHOD AND DEVICE FOR DETECTING DIRECTION OF RADIO WAVE

Patent Number: JP2290574
Publication date: 1990-11-30
Inventor(s): AKAHA NORIYUKI; others: 01
Applicant(s): TOKYO KEIKI CO LTD
Requested Patent: ☐ JP2290574
Application Number: JP19890111151 19890428
Priority Number(s):
IPC Classification: G01S3/14
EC Classification:
Equivalents: JP2648963B2

Abstract

PURPOSE: To detect the direction of the radio wave over a wide angle area by providing the receiving circuit of a four-arm dual-mode spiral antenna(ANT) with a beam forming(BF) circuit which generates signals corresponding to an azimuth angle and an elevation angle and its processing means.
CONSTITUTION: A mode forming circuit MF generates a SIGMA-mode signal SIGMA and a DELTA-mode signal DELTA from the signal from the ANT and the BF generates the signals AZ and EL corresponding to the azimuth angle and elevation angle from those signals. The amplitude ratio of and the phase difference between the signals SIGMA and DELTA corresponding to the arrival direction of the radio wave one to one, so the arrival direction can accurately be found as long as the absolute value Rm of the amplitude ratio and the phase phim are accurate. For the purpose, the output signal AZ.EL of the BF is amplified and detected, and further processed by a 1st storage circuit MEM1 after A/D conversion to find Rm and phim as polar coordinate components from a specific expression; and then those signals are made to correspond to the address signal of a 2nd storage circuit MEM2 to obtain the accurate azimuth angle AZ and elevation angle EL from the Rm and phim.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

THIS PAGE BLANK (USPTO)

⑫ 公開特許公報(A)

平2-290574

⑤ Int. Cl.³

識別記号

庁内整理番号

④ 公開 平成2年(1990)11月30日

G 01 S 3/14

8626-5J

審査請求 未請求 請求項の数 12 (全8頁)

⑭ 発明の名称 電波の方向探知方法および装置

⑯ 特 願 平1-111151

⑰ 出 願 平1(1989)4月28日

⑱ 発 明 者 赤 羽 紀 之 東京都大田区南蒲田2丁目16番46号 株式会社東京計器内
 ⑱ 発 明 者 長 尾 隆 司 東京都大田区南蒲田2丁目16番46号 株式会社東京計器内
 ⑲ 出 願 人 株式会社東京計器 東京都大田区南蒲田2丁目16番46号
 ⑳ 代 理 人 弁理士 奥山 尚男 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

電波の方向探知方法および装置

2. 特許請求の範囲

(1) 4アームデュアルモードスパイラルアンテナで電波を受信し、4アームデュアルモードスパイラルアンテナからの信号に基づいてモードフォーミング回路でΣモードの信号ΣとΔモードの信号Δを形成し、Σモード信号とΔモード信号から下式で与えられる A_e と E_e に対応する信号 A_e 、信号 E_e をビームフォーミング回路で作成、ビームフォーミング回路の出力信号 A_e 、 E_e から Δ/Σ の絶対値 R_e と Δ/Σ の位相 ϕ_e を第1のデータ処理手段で下記式によって求め、上記第1のデータ処理手段で求められる絶対値 R_e と位相 ϕ_e から電波の到来方向を第2のデータ処理手段で求めることを特徴する電波の方向探知方法。

$$A_e = 20 \log \left| \frac{\Sigma - \Delta}{\Sigma + \Delta} \right| \quad \text{-----A}$$

$$E_e = 20 \log \left| \frac{\Sigma - j\Delta}{\Sigma + j\Delta} \right| \quad \text{-----B}$$

$$R_e = \sqrt{\frac{1}{K}} \pm \sqrt{\frac{1}{K} - 1} \quad \text{-----C}$$

$$\phi_e = \text{SGN}(\sin \phi) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{(1 + R_e^2)(1 - A)}{2R_e(1 + A)} \right) \quad \text{-----D}$$

$$K = \left(\frac{1 - A}{1 + A} \right)^2 + \left(\frac{1 - E}{1 + E} \right)^2 \quad \text{-----E}$$

$$A = 10^{A_e/10} \quad \text{-----F}$$

$$E = 10^{E_e/10} \quad \text{-----G}$$

$$\sin \phi = \frac{(1 + R_e^2)(E - 1)}{2R_e(E + 1)} \quad \text{-----H}$$

(2) 上記第1のデータ処理手段が、C式とD式を用いて、 R_e と ϕ_e を求める計算回路であることを特徴とする特許請求の範囲第(1)項記載の電波の方向探知方法。

(3) 上記第1のデータ処理手段が、C式とD式を用いて、多数の入力信号値に対して予じめ計算され

た R_a と ϕ_a の値が格納されている記憶手段であることを特徴とする特許請求の範囲第(1)項記載の電波の方向探知方法。

(4) 上記第2のデータ処理手段が種々の R_a と ϕ_a に対して実測された電波の到来方向を格納する記憶手段であることを特徴とする特許請求の範囲第(1)項記載の電波の方向探知方法。

(5) 上記第1のデータ処理手段と上記第2のデータ処理手段が一体の記憶手段であることを特徴とする特許請求の範囲第(1)項記載の電波の方向探知方法。

(6) 4アームデュアルモードスパイラルアンテナと、4アームデュアルモードスパイラルアンテナからの信号に基づいて Σ モードの信号と Δ モードの信号 Δ を形成するモードフォーミング回路と、 Σ モード信号と Δ モード信号から下式で与えられる A_s と E_s に対応する信号 A_s 、信号 E_s を作るビームフォーミング回路と、ビームフォーミング回路の出力信号 A_s 、 E_s から Δ/Σ の絶対値 R_a と Δ/Σ の位相 ϕ_a を下記式によって求める第1のデータ処理手段と、上記第1のデータ処理手段で求められる絶対値 R_a と位相 ϕ_a 。

(7) 上記第1のデータ処理手段が、C式とD式を用いて、 R_a と ϕ_a を求める計算回路であることを特徴とする特許請求の範囲第(6)項記載の電波の方向探知装置。

(8) 上記第1のデータ処理手段が、C式とD式を用いて、多数の入力信号値に対して予じめ計算された R_a と ϕ_a の値が格納されている記憶手段であることを特徴とする特許請求の範囲第(6)項記載の電波の方向探知装置。

(9) 上記第2のデータ処理手段が種々の R_a と ϕ_a に対して実測された電波の到来方向を格納する記憶手段であることを特徴とする特許請求の範囲第(6)項記載の電波の方向探知装置。

(10) 上記第1のデータ処理手段と第2のデータ処理手段が一体の記憶手段であることを特徴とする特許請求の範囲第(6)項記載の電波の方向探知装置。

(11) 4アームデュアルモードスパイラルアンテナで電波を受信し、4アームデュアルモードスパイラルアンテナからの信号に基づいてモードフォーミング回路で Σ モードの信号 Σ と Δ モードの信号 Δ を形

成し、 Σ モード信号と Δ モード信号から下式で与えられる A_s と E_s に対応する信号 A_s 、信号 E_s をビームフォーミング回路で作り、他方アンビギュイティ除去回路で Δ 信号と Σ 信号の商 Δ/Σ に対応する商信号を作り、ビームフォーミング回路の出力信号 A_s 、 E_s と商信号から Δ/Σ の絶対値 R_a と Δ/Σ の位相 ϕ_a を第1のデータ処理手段で下記式によって求め、上記第1のデータ処理手段で求められた絶対値 R_a と位相 ϕ_a から電波の到来方向を第2のデータ処理手段で求めることを特徴とする電波の方向探知方法。

$$A_s = 20 \log \left| \frac{\Sigma - \Delta}{\Sigma + \Delta} \right| \quad \text{----- A}$$

$$E_s = 20 \log \left| \frac{\Sigma - j\Delta}{\Sigma + j\Delta} \right| \quad \text{----- B}$$

$$R_a = \sqrt{\frac{1}{K}} \pm \sqrt{\frac{1}{K} - 1} \quad \text{----- C}$$

$$\phi_a = \text{SGN}(\sin \phi) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{(1 + R_a^2)(1 - A)}{2R_a(1 + A)} \right) \quad \text{----- D}$$

$$K = \left(\frac{1 - A}{1 + A} \right)^2 + \left(\frac{1 - E}{1 + E} \right)^2 \quad \text{----- E}$$

$$A = 10^{A_s/10} \quad \text{----- F}$$

$$E = 10^{E_s/10} \quad \text{----- G}$$

$$\sin \phi = \frac{(1 + R_a^2)(E - 1)}{2R_a(E + 1)} \quad \text{----- H}$$

成し、 Σ モード信号と Δ モード信号から下式で与えられる A_s と E_s に対応する信号 A_s 、信号 E_s をビームフォーミング回路で作り、他方アンビギュイティ除去回路で Δ 信号と Σ 信号の商 Δ/Σ に対応する商信号を作り、ビームフォーミング回路の出力信号 A_s 、 E_s と商信号から Δ/Σ の絶対値 R_a と Δ/Σ の位相 ϕ_a を第1のデータ処理手段で下記式によって求め、上記第1のデータ処理手段で求められた絶対値 R_a と位相 ϕ_a から電波の到来方向を第2のデータ処理手段で求めることを特徴とする電波の方向探知方法。

$$A_s = 20 \log \left| \frac{\Sigma - \Delta}{\Sigma + \Delta} \right| \quad \text{----- A}$$

$$E_s = 20 \log \left| \frac{\Sigma - j\Delta}{\Sigma + j\Delta} \right| \quad \text{----- B}$$

$$R_a = \sqrt{\frac{1}{K}} \pm \sqrt{\frac{1}{K} - 1} \quad \text{----- C}$$

$$\phi_a = \text{SGN}(\sin \phi) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{(1 + R_a^2)(1 - A)}{2R_a(1 + A)} \right) \quad \text{----- D}$$

$$K = \left(\frac{1-A}{1+A} \right)^2 + \left(\frac{1-E}{1+E} \right)^2 \quad \dots\dots E$$

$$A = 10^{A_z/10} \quad \dots\dots F$$

$$E = 10^{E_z/10} \quad \dots\dots G$$

$$\sin \phi = \frac{(1+R_a^2)(E-1)}{2R_a(E+1)} \quad \dots\dots H$$

(12) 4アームデュアルモードスパイラルアンテナと、4アームデュアルモードスパイラルアンテナからの信号に基づいてΣモードの信号ΣとΔモードの信号Δを形成するモードフォーミング回路と、Σモード信号とΔモード信号から下式で与えられる A_a と E_a に対応する信号 A_a 、信号 E_a を作るビームフォーミング回路と、Δ信号とΣ信号の商 Δ/Σ に対応する商信号を作るアンビギュイティ除去回路と、ビームフォーミング回路の出力信号 A_a とアンビギュイティ除去回路の出力信号から Δ/Σ の絶対値 R_a と Δ/Σ の位相 ϕ_a を下記式によって求める第1のデータ処理手段と、上記第1のデータ処理手段で求め

られた絶対値 R_a と位相 ϕ_a から電波の到来方向を求める第2のデータ処理手段を備えることを特徴とする電波の方向探知装置。

$$A_a = 20 \log \left| \frac{\Sigma - \Delta}{\Sigma + \Delta} \right| \quad \dots\dots A$$

$$E_a = 20 \log \left| \frac{\Sigma - j\Delta}{\Sigma + j\Delta} \right| \quad \dots\dots B$$

$$R_a = \sqrt{\frac{1}{K}} \pm \sqrt{\frac{1}{K} - 1} \quad \dots\dots C$$

$$\phi_a = \text{SGN}(\sin \phi) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{(1+R_a^2)(1-A)}{2R_a(1+A)} \right) \quad \dots\dots D$$

$$K = \left(\frac{1-A}{1+A} \right)^2 + \left(\frac{1-E}{1+E} \right)^2 \quad \dots\dots E$$

$$A = 10^{A_z/10} \quad \dots\dots F$$

$$E = 10^{E_z/10} \quad \dots\dots G$$

$$\sin \phi = \frac{(1+R_a^2)(E-1)}{2R_a(E+1)} \quad \dots\dots H$$

3. 発明の詳細な説明

a. 産業上の利用分野

本発明は電波の到来方向を求める電波の方向探知方法および装置に関する。

b. 従来の技術

4アームスパイラルアンテナを用いてΣモードとΔモードで同時に励振・受信させるモノパルス動作の方向探知装置がある。

4アームスパイラルアンテナのΣモードの放射パターンは、第5図に概形を示すように振幅に関しては、アンテナ中心軸（Z軸）にピークを有する広い単峰特性を有する。Z軸からの偏角 θ について位相変化は無く、Z軸回りの回転角 ϕ について角度 ϕ の360°の変化に対しては位相がリニアに360°変化する。

Δモードの放射パターンは、第6図に概形を示すように振幅に関しては、中心軸上に0点を有する双峰特性を有する。偏角 θ については位相変化がなく、回転角 ϕ については角度 ϕ の360°の変化に対してその2倍の720°変化する。

したがってΣモードの信号ΣとΔモードの信号Δの振幅の比率 Σ/Δ から偏角 θ を求めることができ、信号Σの位相と信号Δの位相差からZ軸のまわりの回転角 ϕ を求めることができる。

実際には、 θ 、 ϕ の球面座標でなく、直交座標系に変換し、アジマス角 A 、エレベーション角 E として求めることが多い。

第7図は従来技術による電波の方向探知装置のブロックダイヤグラムである。

4アームスパイラル構造のアンテナ1は、モードフォーミング回路2との組合せにより、ΣモードとΔモードの2つのビームを同時に励振・受信する。

受信後は位相調整回路3で位相調整し、増幅回路8₁、8₂で増幅される。増幅回路8₁、8₂の出力Σ、Δから $\Sigma + \Delta$ 、 $\Sigma - \Delta$ 、 $\Sigma + j\Delta$ 、 $\Sigma - j\Delta$ （j：虚数単位）をビームフォーミング回路4で合成し、各出力を対数アンプ5₁、5₂、5₃、5₄で対数変換し、検波回路6₁、6₂、6₃、6₄で検波する（なお対数変換と検波は逆の順序とすることもできる）。検波回路6₁、6₂と6₃、6₄のそれぞれの出力の差を減算回路7₁、

7₂で求める。減算回路7₁、7₂の出力はそれぞれA_z角、E_L角に対応する関数となる。

$$D(A_z) = 20 \log \left| \frac{\Sigma - \Delta}{\Sigma + \Delta} \right| \quad \text{-----1a}$$

$$D(E_L) = 20 \log \left| \frac{\Sigma - j\Delta}{\Sigma + j\Delta} \right| \quad \text{-----1b}$$

信号Σと信号Δの比率をR、位相差をφとすると、すなわちΔ = Re^jΣであるとき、1a, 1b式はそれぞれ次式で表現される。

$$A = 20 \log \left| \frac{1 - 2R \cos \phi + R^2}{1 + 2R \cos \phi + R^2} \right| \quad \text{-----2a}$$

$$E = 20 \log \left| \frac{1 + 2R \sin \phi + R^2}{1 - 2R \sin \phi + R^2} \right| \quad \text{-----2b}$$

ここで2a, 2bをテイラー展開し、高次の項を無視すると、次式が得られる。

$$A = -80R \quad \text{-----3a}$$

$$E = 80R \sin \phi \approx 80R \phi \quad \text{-----3b}$$

4アームスパイラルアンテナとモード形成回路を

求めている。

c. 発明が解決しようとする問題点

従来技術による4アームデュアルモードスパイラルアンテナを用いる電波の方向探知装置においては、Σモードの電波の信号ΣとΔモードの信号Δから上に述べた回路を用いて信号A、Eを求め、信号A、Eを角度A_z、E_Lとみなして、あるいは実測A_z、E_Lで校正することにより到来電位の方角(A_z、E_L)を求めている。

しかしながらA_z < 1, E_L < 1の時のみA ≈ A_z, E ≈ E_Lと近似することができ、A_z > 10°, E_L > 10°ではこの近似の誤差が非常に大きくなる(第8図参照)。したがって実測A_z、E_Lで校正する場合でも方位探知精度が悪くなる。

本発明はA_z = 0, E_L = 0の近傍ばかりでなく、広い角度領域で適用することができるアジマス角A_zとエレベーション角E_Lを求める方向探知方法および装置を提供することを目的とする。

d. 問題点を解決するための手段

上記問題点を解決する方法として、4アームデュ

アルモードスパイラルアンテナと、4アームデュアルモードスパイラルアンテナからの信号に基づいてモードフォーミング回路でΣモードの信号ΣとΔモードの信号Δを形成し、Σモード信号とΔモード信号から下式で与えられるA_zとE_Lに対応する信号A_z、信号E_Lをビームフォーミング回路で作成し、ビームフォーミング回路の出力信号A_z、E_LからΔ/Σの絶対値R_aとΔ/Σの位相φを第1のデータ処理手段で求め、上記第1のデータ処理手段で求められた絶対値R_aと位相φから電波の到来方向を第2のデータ処理手段で求めることを特徴とする電波の方向探知方法が提供される。

$$R = \sqrt{2} \sin(1.4 \sqrt{2} \sin \theta) \quad \text{-----4a}$$

したがってφ < 1, θ < 1の領域においてはD(A_z), D(E_L)は次のように近似される。

$$D(A_z) = -80 \sqrt{2} (1.4 \sqrt{2} \sin \theta) \quad \text{-----5a}$$

$$D(E_L) = 80 \sqrt{2} (1.4 \sqrt{2} \sin \theta) \phi \quad \text{-----5b}$$

アジマス角A_zとエレベーション角E_LはA_z < 1, E_L < 1のときA_z ≈ sin θ, E_L ≈ φ sin θと近似することができるので、受信系の利得を調節することによりD(A_z), D(E_L)信号をアジマス角A_z、エレベーション角E_Lと近似することが可能である。あるいは僅かな補正をすることによってD(A_z), D(E_L)信号をアジマス角A_z、エレベーション角E_Lとみなすことができる。

従来技術による電波の方向探知装置においてはこのようにしてアジマス角A_zとエレベーション角E_Lを

アルモードスパイラルアンテナと、4アームデュアルモードスパイラルアンテナからの信号に基づいてモードフォーミング回路でΣモードの信号ΣとΔモードの信号Δを形成し、Σモード信号とΔモード信号から下式で与えられるA_zとE_Lに対応する信号A_z、信号E_Lをビームフォーミング回路で作成し、ビームフォーミング回路の出力信号A_z、E_LからΔ/Σの絶対値R_aとΔ/Σの位相φを第1のデータ処理手段で求め、上記第1のデータ処理手段で求められた絶対値R_aと位相φから電波の到来方向を第2のデータ処理手段で求めることを特徴とする電波の方向探知方法が提供される。

$$A_z = 20 \log \left| \frac{\Sigma - \Delta}{\Sigma + \Delta} \right| \quad \text{-----A}$$

$$E_L = 20 \log \left| \frac{\Sigma - j\Delta}{\Sigma + j\Delta} \right| \quad \text{-----B}$$

$$R_a = \sqrt{\frac{1}{K}} \pm \sqrt{\frac{1}{K} - 1} \quad \text{-----C}$$

$$\phi_0 = \text{SGN}(\sin \phi) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{(1+R_0^2)(1-A)}{2R_0(1+A)} \right) \quad \text{..... D}$$

$$K = \left(\frac{1-A}{1+A} \right)^2 + \left(\frac{1-E}{1+E} \right)^2 \quad \text{..... E}$$

$$A = 10^{A_z/10} \quad \text{..... F}$$

$$E = 10^{E_L/10} \quad \text{..... G}$$

$$\sin \phi = \frac{(1+R_0^2)(E-1)}{2R_0(E+1)} \quad \text{..... H}$$

d. 問題点を解決するための手段

上記問題点を解決する装置として、4アームデュアルモードスパイラルアンテナと、4アームデュアルモードスパイラルアンテナからの信号に基づいてΣモードの信号ΣとΔモードの信号Δを形成するモードフォーミング回路と、Σモード信号とΔモード信号から下式で与えられる A_z と E_L に対応する信号 A_z 、信号 E_L をビームフォーミング回路と、ビームフォーミング回路の出力信号 A_z, E_L からΔ/Σの絶対値 R_0 、

とΔ/Σの位相 ϕ_0 を下記式によって求める第1のデータ処理手段と、上記第1のデータ処理手段で求められた絶対値 R_0 と位相 ϕ_0 から電波の到来方向を求める第2のデータ処理手段を備えることを特徴とする電波の方向探知装置が提供される。

$$A_z = 20 \log \left| \frac{\Sigma - \Delta}{\Sigma + \Delta} \right| \quad \text{..... A}$$

$$E_L = 20 \log \left| \frac{\Sigma - j\Delta}{\Sigma + j\Delta} \right| \quad \text{..... B}$$

$$R_0 = \sqrt{\frac{1}{K}} \pm \sqrt{\frac{1}{K} - 1} \quad \text{..... C}$$

$$\phi_0 = \text{SGN}(\sin \phi) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{(1+R_0^2)(1-A)}{2R_0(1+A)} \right) \quad \text{..... D}$$

$$K = \left(\frac{1-A}{1+A} \right)^2 + \left(\frac{1-E}{1+E} \right)^2 \quad \text{..... E}$$

$$A = 10^{A_z/10} \quad \text{..... F}$$

$$E = 10^{E_L/10} \quad \text{..... G}$$

$$\sin \phi = \frac{(1+R_0^2)(E-1)}{2R_0(E+1)} \quad \text{..... H}$$

e. 作用

Δ/Σの絶対値を R_0 、位相を ϕ_0 すなわちΔ/Σ= $R_0 \exp j\phi_0$ とすると、 A_z, E_L はそれぞれ次のように変形される。

$$A_z = 20 \log \left| \frac{1 - 2R_0 \cos \phi_0 + R_0^2}{1 + 2R_0 \cos \phi_0 + R_0^2} \right|$$

$$E_L = 20 \log \left| \frac{1 + 2R_0 \sin \phi_0 + R_0^2}{1 - 2R_0 \sin \phi_0 + R_0^2} \right|$$

ここで $A = 10^{A_z/10}$ 、 $E = 10^{E_L/10}$ とすると、 R_0, ϕ_0 は次のように求めることができる。

$$R_0 = \sqrt{\frac{1}{K}} \pm \sqrt{\frac{1}{K} - 1}$$

$$\phi_0 = \text{SGN}(\sin \phi) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{(1+R_0^2)(1-A)}{2R_0(1+A)} \right)$$

このようにして求められた R_0 と ϕ_0 は、 $\theta, \phi < 1$ という近似を伴わずに求められた、Σ信号とΔ信号の振幅比および位相差である。

Σモード信号とΔモード信号の振幅比 $|\Delta/\Sigma|$ と位相差 $\arg(\Delta) - \arg(\Sigma)$ は電波の到来方向 (θ, ϕ) と1対1に対応するので、Σ信号とΔ信号の振幅比および位相差の正確な値 R_0 と ϕ_0 から電波の到来方向 (θ, ϕ) を正確に求めることができる。

実測された (θ, ϕ) と (R_0, ϕ_0) の関係を記憶する記憶手段を用いて、 (R_0, ϕ_0) の組から電波の到来方向 (θ, ϕ) を求めることができる。

1. 実施例

第1図は本発明に係る好ましい実施例のブロックダイヤグラムである。

4アームスパイラルアンテナANTで電波を受信し、受信信号に基づきモードフォーミング回路MFでΣモ

ードの信号 Σ と Δ モードの信号 Δ を形成する。

モードフォーミング回路MFの出力信号は、増幅回路A1,A2において増幅、位相調整等の信号処理をされ、ビームフォーミング回路BFに送られる。ビームフォーミング回路BFの出力信号である、 $\Sigma + j\Delta$, $\Sigma - j\Delta$, $\Sigma + \Delta$, $\Sigma - \Delta$ に対応する信号は対数増幅回路L1,L2,L3,L4および検波回路D1,D2,D3,D4を経て減算回路SB1,SB2に送られ、そこで減算される。減算回路の出力 A_{Σ} と E_{Σ} はアナログ/デジタル変換回路A/D1,A/D2でデジタル信号に変換される。

第1の記憶回路MEM1は、第C式と第D式に基づいて A_{Σ} , E_{Σ} の種々の値から得られた R_{Σ} , ϕ_{Σ} の値が予め格納されている記憶回路(例えばROM回路)である。

アナログ/デジタル変換回路A/D1,A/D2の出力信号を第1の記憶回路MEM1のアドレス信号に対応させておくことにより、簡単に A_{Σ} , E_{Σ} に対応する R_{Σ} , ϕ_{Σ} の値を得ることができる。

第2の記憶手段は、 ϕ_{Σ} と R_{Σ} の値に対応する、電波の到来方向のアジマス角 A_z , エレベーション角 E_L

フォーミングの回路の出力 Σ , Δ から比率 $|\Delta/\Sigma|$ に対応する信号 Δ/Σ を形成し、スパイラルアンテナの中心軸からの偏角 θ に対して $|\Delta/\Sigma|$ が単調に減小する性質を利用して、偏角 θ に対して $\log |(\Sigma - \Delta)/(\Sigma + \Delta)|$ が2値関数であることに起因する探知方向の曖昧さ(ambiguity)を除去する。

第3図は第1図の変形例であるので、対応する部分には同一の参照符号を付し、説明を省略する。

モードフォーミング回路MFの出力信号 Σ , Δ は増幅回路A1,A2を経て対数増幅回路L Σ , L Δ に送られる。対数増幅回路L Σ , L Δ の出力は検波回路D Σ , D Δ を経て減算回路SB $\Delta\Sigma$ に送られる。減算回路SB $\Delta\Sigma$ の出力は $\log |\Delta/\Sigma|$ に対応する。減算回路SB $\Delta\Sigma$ の出力はアナログ/デジタル変換回路A/D $\Delta\Sigma$ においてデジタル信号に変換される。

第1の記憶回路MEM1は、例えばアナログ/デジタル変換回路A/D1, A/D2の出力信号のビット信号とアナログ/デジタル変換回路A/D $\Delta\Sigma$ の出力信号のビット信号で形成した信号をアドレス信号として用

の値が格納されている記憶手段である。この対応関係は、実際の装置について実測することにより得られる。またスパイラルアンテナの特性が既知であり、装置の特性が理想的である場合には、計算によって、 ϕ_{Σ} と R_{Σ} から A_z と E_L を得ることができる。

第1の記憶手段の出力を第2の記憶手段のアドレス信号に対応させておくことにより、 ϕ_{Σ} と R_{Σ} から A_z と E_L が得られる。

場合によっては、第1の記憶手段と第2の記憶手段を一体とし、 E_{Σ} と A_{Σ} から直接的に A_z と E_L を求めることもできる。

第2図は、本発明の他の好ましい実施例のブロックダイヤグラムである。この実施例では、検波回路D1,D2,D3,D4の出力をアナログ/デジタル変換回路A/D Σ , A/D Δ , A/D Σ , A/D Δ でデジタル信号に変換した後、デジタル減算回路SB3,SB4で減算する。その他の点では第1図のブロックダイヤグラムと同一である。

第3図は、第1図の実施例の変形例のブロックダイヤグラムである。この変形例においては、モード

いる。

したがって上記3アナログ/デジタル変換回路の出力に基づいて、 ϕ_{Σ} , R_{Σ} をさらに A_z , E_L を求めると曖昧さなしに電波の方向を探知することができる。

第4図は第2図の実施例の変形例のブロックダイヤグラムであり、第3図の変形例と同様に曖昧さ(ambiguity)を除去する手段を備える。第2図の変形例の部分と対応する部分には同一の参照符号を付し、説明を省略する。

この変形例は第3図の変形例に対して、減算回路SB $\Delta\Sigma$ とアナログ/デジタル変換回路A/D $\Delta\Sigma$ が、2個のアナログ/デジタル変換回路A/D Σ , A/D Δ およびデジタル減算回路SB Δ/Σ に置換されている点が異なる。

g. 発明の効果

(i) 電波の方向を探知することができる角度領域が拡大する。

(ii) 探知された方向についての誤差が小さい。

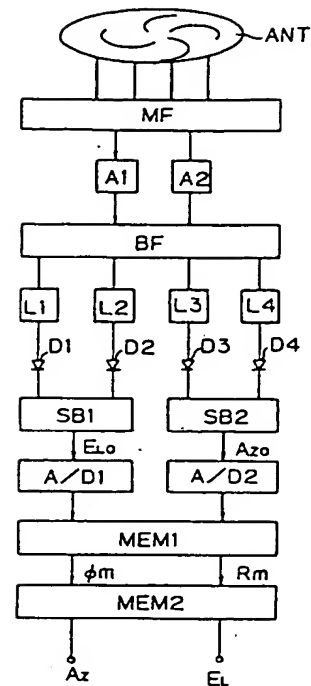
4. 図面の簡単な説明

第1図ないし第4図は本発明に係る電波の方向探

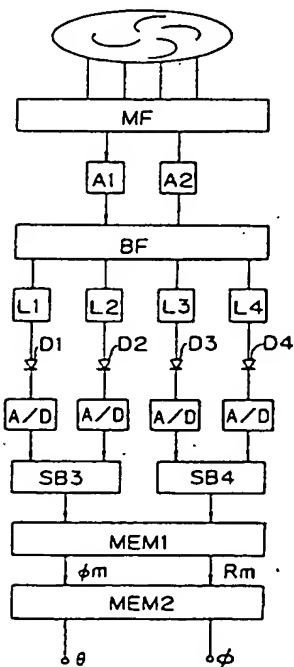
知装置の好ましい実施例のブロックダイアグラム、
第5図は Σ モードの放射電波の振幅特性の概形図、
第6図は Δ モードの放射電波の振幅特性の概形図、
第7図は従来技術による電波の方向探知装置の一例
のブロックダイアグラム、第8図は $D(A_z)$ の θ に対
する変化を示すグラフである。

ANT ... 4アームデュアルモードアンテナ、
MF ... モードフォーミング回路、
A1, A2 ... 増幅回路、
BF ... ビームフォーミング回路、
L1, L2, L3, L4 ... 対数増幅回路、
D1, D2, D3, D4 ... 検波回路、
SB1, SB2 ... 減算回路、
A/D1, A/D2 ... アナログデジタル変換回路、
MEM1 ... 第1の記憶回路、
MEM2 ... 第2の記憶回路。

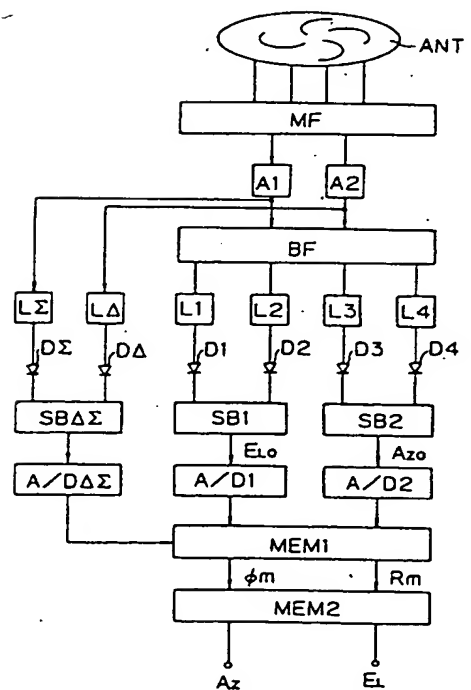
第 1 図



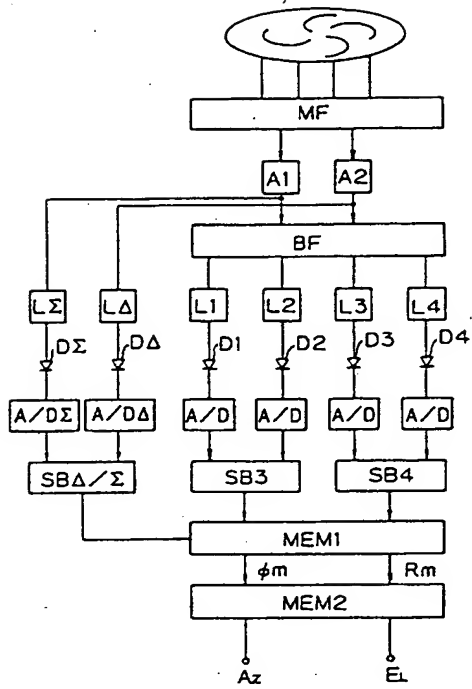
第 2 図



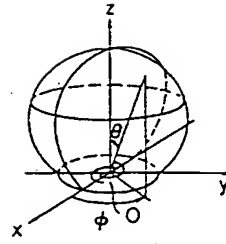
第 3 図



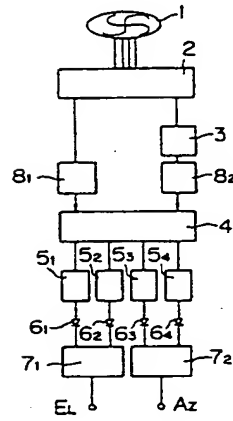
第 4 図



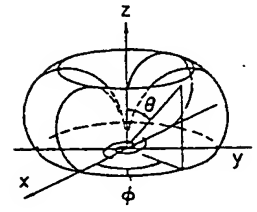
第 5 図



第 7 図



第 6 図



第 8 図

